

⑫ 公開特許公報(A)

昭61-69333

⑪ Int. Cl.⁴

H 02 J 3/01

識別記号

庁内整理番号

7926-5G

⑬ 公開 昭和61年(1986)4月9日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全8頁)

⑭ 発明の名称 高調波電流補償装置

⑯ 特 願 昭59-189757

⑰ 出 願 昭59(1984)9月12日

⑱ 発 明 者 嶋 村 武 夫 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝府中工場内

⑲ 発 明 者 黒 沢 良 一 東京都府中市東芝町1番地 株式会社東芝府中工場内

⑳ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 川崎市幸区堀川町72番地

㉑ 代 理 人 弁 理 士 則 近 憲 佑 外1名

明 細 書

1. 発明の名称

高調波電流補償装置

2. 特許請求の範囲

高調波電流を発生する負荷に電力を供給する交流電源系統の高調波電流を補償する装置において、前記交流電源系統と負荷を結ぶ交流母線に、前記高調波電流を能動的に補償する高調波電流補償回路と受動的に作用して前記高調波電流を補償する高調波電流補償回路とを備え、前記能動的高調波電流補償回路と受動的高調波電流補償回路の両者で高調波電流補償量を分担し得るようにしたことを特徴とする高調波電流補償装置。

3. 発明の詳細な説明

[発明の技術分野]

本発明は高調波電流補償装置に係わり、交流電源系統から交流母線を介して高調波電流発生のおおしい負荷に電力を供給するシステムにおいて、効果的な高調波電流補償を行うための高調波電流補償装置に関する。

[発明の技術的背景とその問題点]

近年、大容量のサイクロコンバータによる誘導電動機の可変速運転設備が交流電源系統に接続されるようになった。周知の如く、サイクロコンバータを可変出力周波数で運転すると交流電源系統には、出力周波数 f_0 と交流電源の周波数 f_1 の両方に関係した周波数を持つ、式(1)に示すような複雑な高調波電流が流れる。

$$\left. \begin{aligned} f_H &= P f_1 \pm q f_0 \\ P &= 0, 1, 5, 7, 11, 13, \dots, \infty \\ q &= 0, 6, 12, 18, \dots, \infty \end{aligned} \right\} \dots (1)$$

加えて、サイクロコンバータを可変出力電圧で運転すると、前記式(1)の周波数の高調波の発生量は運転状態により大幅に変動することが知られている。

これら複雑に変化する高調波電流が交流電源系統に流れると、電源系統インピーダンスとの反共振現象による系統の動揺、交流電源系統に接続される力率改善コンデンサに高調波電流が流れることによるコンデンサの焼損及び交流電源系統と並

設される通信線への誘導障害等の問題が起こる。このため、大容量のサイクロコンバータを設置する時には、システム計画時に高調波電流と交流電源系統との相互作用を詳細に調べ、高調波電流吸収用のフィルタを負荷の近傍に設置し、有害な高調波電流が交流電源系統に流れ出さないよう対策している。そのような場合の電力供給システムの一例を第7図に示す。

第7図において10はサイクロコンバータであり、誘導電動機12を可変速運転する。20はリアクトルとコンデンサよりなる直列共振フィルタ回路（以下、受動的に作用する高調波電流補償回路又は受動フィルタと呼ぶ）であり、サイクロコンバータの発生する高調波電流の中で、例えば交流電源系統に特に有害な高調波成分（周波数 f_1, f_2, f_3 等）を補償する場合を例にしている。 $3U \sim 3W$ は交流電源系統に存在するインピーダンスである。1は三相交流電源系統又は送配電母線などの電力供給源である。

このように構成された電力供給システムではサ

(3)

示すように非常に多種類の高調波成分を含むが、このため交流電源系統に有害な高調波が多数ある場合には、それらに対応して受動フィルタを多数台設けねばならず、従つて受動フィルタだけに頼る高調波電流補償装置はシステムの無理がある。

以上の説明から、サイクロコンバータのように複雑な高調波電流を発生する負荷には、従来の考えによる受動フィルタからなる高調波電流補償装置では充分対応できないことが明らかである。

近年、サイクロコンバータのように複雑な高調波電流を発生する電力変換器が交流電力系統に多数接続され運転されており、それに伴つて電力系統の高調波電流が増加し問題になつている。それに対処するために高調波電流に対する規制が一段と厳しくなっており、そのため、製作コストが安く、しかもランニングコストの安い、任意の高調波電流に対応できるような効果的な高調波電流補償装置の出現が強く求められている。

[発明の目的]

本発明は上記従来技術の問題点に鑑みなされた

(5)

イクロコンバータ10の発生する高調波電流のうち、その周波数が f_1, f_2, f_3 である成分は受動フィルタ21, 22, 23で吸収され、交流電源系統1にはそれらの成分が流れ出さないから、電源系統の電圧歪を小さくできる。しかし、現実のシステムでは、次に示す問題がある。即ち、

① 受動フィルタ20には原理上、吸収する高調波成分の他にかなり大きな基本波電流が流れ、それがリアクトルの巻線抵抗との作用で大きな損失を発生するから、ランニングコストが高くつく。

② サイクロコンバータの高調波電流は式(1)に示すように出力周波数 f_0 の変化につれて変わる性質があるが、例えば交流電源系統に有害な高調波成分 f_1, f_2, f_3 等は同時に発生することはほとんどなく、従つて第7図のように有害高調波に対応した受動フィルタ21, 22, 23を個別に設けても、サイクロコンバータの運転状態によつては高調波を吸収していないものもあり（それにもかかわらず基本波損失を発生している）回路的に無駄がある。

③ サイクロコンバータの高調波電流は式(1)に

(4)

もので、その目的はサイクロコンバータ等の負荷の発生する高調波電流の補償を行う装置において、高調波電流の補償を能動的に行う高調波電流補償回路と、高調波電流の補償を受動的に行う高調波電流補償回路を設け、それら両回路をサイクロコンバータ等の高調波発生源の性質を考慮して協調運転し、複雑に変動しながら発生する高調波電流に対して十分な補償を可能とした、低製作コスト、低ランニングコストの高調波電流補償装置を提供することにある。

[発明の概要]

本発明は上記目的を達成するために、高調波電流を発生する負荷に電力を供給する交流電源系統の高調波電流を補償する装置において、前記交流電源系統と負荷を結ぶ交流母線に前記高調波電流を能動的に補償する高調波電流補償回路と前記高調波電流を受動的に補償する高調波電流補償回路を接続してなり、前記受動的な高調波電流補償回路は負荷の発生する高調波のうち、発生量が大きくしかも発生が定常的である高調波成分の補償を行

(6)

うようにし、前記能動の高調波電流補償回路は前記受動の高調波電流補償回路が補償すべき高調波成分のうちその補償能力を越えて負荷が発生する前記高調波成分を補償すると同時にそれに加えて前記受動の高調波電流補償装置では補償し得ない高調波の成分も同時に補償するように構成される。

[発明の実施例]

第1図に本発明による高調波電流補償装置の一実施例を示す。なお、以下の説明では説明の煩雑さを避けるために三相系統を単一結線図で取扱う。図上の記号でアルファベツトU、V、Wを取去つた残りの数字記号が同じものは同一要素を表わす。また、第7図と同一記号を付してあるものは同じ作用を持つので、ここではその説明を省略する。

第1図において交流電源系統1とサイクロコンバータ等の高調波電流を発生する負荷10を結ぶ交流母線に受動的に作用する高調波電流補償回路20(以下、受動フィルタと呼ぶ)を設置する。ここでは負荷をサイクロコンバータと仮定し、サイク

(7)

次に能動フィルタ30において、301U ~ 301Wは第1電流検出器であり高調波成分を含んだサイクロコンバータ10の電流を検出し、第1電流信号 $i_{UL} \sim i_{WL}$ として線302U ~ 302Wに出力する。300は電流指令器であり、電流指令信号を線303U ~ 303Wに出力する。350は電流発生器であり、線303U ~ 303Wで与えられる電流指令信号を受けてそれに応じた補償電流 $i_{UH} \sim i_{WH}$ を線351U ~ 351Wに発生し、前記交流母線に流すよう作用する。電流指令器300と電流発生器350の詳細は後述する。これら要素からなる能動フィルタ30は能動的に作用し、即ち、サイクロコンバータ10の発生する高調波電流と、丁度、位相が 180° 異なつて振幅が同一の電流を補償電流として線351U ~ 351Wに発生するから、従つて、これらの電流が点352U ~ 352Wの所で合成されて互いに打消し合い(あるいは“能動フィルタがサイクロコンバータの発生する高調波電流を吸収した”とも言う)、その結果高調波電流が交流電源系統1の方へ流れ出すのを防止できる。能動フィルタは一種の波形追従形の

(9)

ロコンバータが発生する高調波電流のうち、交流電源系統に有害な高調波の周波数 f_1 としその成分を受動フィルタ20で吸収する場合を例にする。次に交流母線に能動的に作用する高調波電流補償回路30(以下、能動フィルタと呼ぶ)を設置する。受動フィルタ20と能動フィルタ30を合わせたものを、高調波電流補償装置40と呼ぶ。

周知のように受動フィルタ20はコンデンサとリアクトルよりなり、これらは前記の周波数 f_1 に共振するように(即ち、共振周波数 f_1 にてインピーダンス最小)設定してあり、従つてサイクロコンバータの発生する高調波電流のうち周波数 f_1 の高調波成分はこの受動フィルタ20に流れ、交流電源系統1の方へはこの高調波成分は流れない。共振周波数 f_1 以外の高調波に対しては受動フィルタ20は高インピーダンスとなるからそれらの高調波は受動フィルタ20には流れず、交流電源系統1の方に流れ出す。25U ~ 25Wは第2電流検出器であり受動フィルタ20の電流を検出し、第2電流信号 $i_{UP} \sim i_{WP}$ を線26U ~ 26Wに出力する。

(8)

電流発生器であり、発生できる電流波形に原理的に制約が無いから従つて任意の高調波電流の吸収が可能である。

次に電流指令器300、電流発生器350の詳細を説明する。

第2図の電流指令器300において、線301U ~ 301W、26U ~ 26Wは第1図の同一記号箇所に接続され、前記第1、第2電流信号 $i_{UL} \sim i_{WL}$ 、 $i_{UP} \sim i_{WP}$ が導入される。304、310は第2フィルタ、第1フィルタであり、その特性を第5図に示す。即ち、高調波を含んだ第1電流信号 $i_{UL} \sim i_{WL}$ 、第2電流信号 $i_{UP} \sim i_{WP}$ の中から、前記第1図の受動フィルタで吸収している高調波成分と同じもの、即ち周波数 f_1 の信号成分のみ、それぞれ第1信号 $i_{UP1} \sim i_{WP1}$ 、第2信号 $i_{UL1} \sim i_{WL1}$ として線305U ~ 305W、311U ~ 311Wに通過させる。306は実効値回路であり、前記第1信号 $i_{UP1} \sim i_{WP1}$ の実効値を求め、第3信号 $I_{UP1} \sim I_{WP1}$ として線306U ~ 306Wに出力する。307は電流分担指令器であり前記第1図の受動フィルタ20と能動フ

フィルタ30との間で、周波数 f_1 の高調波成分をどのように分担して補償するかを設定するものであり、電流分担指令 I_{F1}^* を線307Aに出力する。308は演算器であり、前記電流分担指令 I_{F1}^* と前記第3信号 $I_{UP1} \sim I_{WP1}$ をそれぞれ比較し、第4信号 $G_U \sim G_W$ を線309U \sim 309Wに出力する。演算器の動作は、第3信号 $I_{UP1} \sim I_{WP1}$ がそれぞれ電流分担指令 I_{F1}^* より小さい範囲では第4信号 $G_U \sim G_W$ を零とし、第3信号 $I_{UP1} \sim I_{WP1}$ が I_{F1}^* より大きくならうとした時は第4信号 $G_U \sim G_W$ を増加させるよう動作する。312U \sim 312Wは掛算器であり、前記第2信号 $I_{UL1} \sim I_{WL1}$ と前記第4信号 $G_U \sim G_W$ をそれぞれ掛け合わせ、第5信号 $I_{U1}^* \sim I_{W1}^*$ を線313U \sim 313Wに出力する。即ち、第5信号は、第1図の能動フィルタ30が分担補償すべき、周波数 f_1 の補償高調波電流の指令値である。

314は第3フィルタであり、その特性を第6図に示す。即ち、高調波を含んだ第1電流信号 $I_{UL} \sim I_{WL}$ の中から、周波数 f_1 の高調波についてはその成分の通過を阻止し、また後述の電流発生器

(1)

351Wに帰還され、そこで前記の補償電流指令 $I_{UHR}^* \sim I_{WHR}^*$ (第8信号)と比較され、電圧指令 $V_{UH}^* \sim V_{WH}^*$ が作られる。353は主回路部であり、その回路の一例を第4図に示す。主回路部353は電圧指令 $V_{UH}^* \sim V_{WH}^*$ で指示された出力電圧 $V_{UH} \sim V_{WH}$ を発生する。

第4図の主回路部において、362は直流電源、363はグートターンオフサイリスタなどで構成された三相インバータ、360は三相インバータ363のグート制御回路である。前記第3図で説明した電圧指令 $V_{UH}^* \sim V_{WH}^*$ が入力され、それに応じた出力電圧 $V_{UH} \sim V_{WH}$ が線354U \sim 354Wに発生する。このように構成された電流発生器350(第3図)を用いると、補償電流指令 $I_{UHR}^* \sim I_{WHR}^*$ で指示された補償電流 $I_{UH} \sim I_{WH}$ を第1図の点352U \sim 352Wに流し込むことができる。

以上が本発明の構成である。

以上の如く構成した本発明の高調波電流補償装置は以下のように動作する。

まず、第1図において高調波電流発生源のサイ

350の能力から決まる下限周波数限界 f_L 以下及び上限周波数限界 f_H 以上の周波数の高調波成分についてもその成分の通過を阻止するよう作用し、第6信号 $I_{UT}^* \sim I_{WT}^*$ として信号315U \sim 315Wに出力する。即ち、第6信号は第1図の能動フィルタ30が補償すべき、周波数 f_1 以外の高調波の補償高調波電流の指令値である。316U \sim 316Wは加算器であり、前記第5信号 $I_{U1}^* \sim I_{W1}^*$ と前記第6信号 $I_{UT}^* \sim I_{WT}^*$ をそれぞれ加算し、第7信号 $I_{UH}^* \sim I_{WH}^*$ を線317U \sim 317Wに出力する。318は反転器であり、第7信号の位相を反転し、電流発生器350(第1図)の電流指令値である第8信号 $I_{UHR}^* \sim I_{WHR}^*$ を線303U \sim 303Wに出力する。

第1図の電流発生器350の詳細を第3図に示す。第3図において線303U \sim 303Wは前記第2図の同一記号カ所に接続され、補償電流指令 $I_{UHR}^* \sim I_{WHR}^*$ (第8信号)が導入される。355U \sim 355Wは第3電流検出器であり、電流発生器350の発生する補償電流 $I_{UH} \sim I_{WH}$ を検出し第3電流信号 $I_{UHF} \sim I_{WHF}$ を作成する。 $I_{UHF} \sim I_{WHF}$ は比較器351U \sim

(2)

クロコンバータの運転特性を考慮し、交流電源系統に有害な高調波の中で、その発生量が大きい成分(周波数 f_1)をチェックし、それを吸収するための受動フィルタ20を設計する。この受動フィルタ20の容許としては、サイクロコンバータの全運転範囲における周波数 f_1 の高調波電流発生量の平均をとり、その平均を受動フィルタ20で補償するよう容許を決め、装置外形、基本波電流による損失が最適になるよう設計する。このとき、受動フィルタ20で補償可能な周波数 f_1 の高調波電流の実効値を I_{F1}^* とし、この値を第2図の電流分担設定器307で設定する。

次に、能動フィルタ30としてはサイクロコンバータの発生する周波数 f_1 の高調波電流成分のうち、前記受動フィルタ20の最大補償容量を越えた、差の分の高調波を補償するための容許と、及び、周波数 f_1 以外で、比較的発生量が少ないがその種類が多い他の高調波電流を補償できるように、その容許を設計する。

このように設計した第1図の高調波電流補償装

(3)

(4)

降は次のように動作する。

サイクロコンバータ等の負荷10の発生する高調波を含んだ電流は第1電流検出器301U~301Wで検出され(第1電流信号 $i_{UL} \sim i_{WL}$)、一方、受動フィルタ20に流れる電流は第2電流検出器25U~25Wで検出され(第2電流信号 $i_{UF} \sim i_{WF}$)、電流指令器300に導かれる。第2図の電流指令器300では、第1電流信号 $i_{UL} \sim i_{WL}$ 、第2電流信号 $i_{UF} \sim i_{WF}$ は第1フィルタ310、第2フィルタ304に導かれ、周波数 f_1 の高調波成分だけが、第2信号 $i_{UL1} \sim i_{WL1}$ 、第1信号 $i_{UF1} \sim i_{WF1}$ として取り出される。即ち、第2信号 $i_{UF1} \sim i_{WF1}$ は第1図の受動フィルタ20に流れる周波数 f_1 の高調波電流に相当し、第1信号 $i_{UL1} \sim i_{WL1}$ はサイクロコンバータ等の負荷が発生する周波数 f_1 の高調波電流に相当する。第2信号 $i_{UF1} \sim i_{WF1}$ は実効値回路306で実効値化され、第3信号 $I_{UF1} \sim I_{WF1}$ が得られ、これらが前記電流分担指令 I_{F1}^* と演算器308で比較演算される。演算器308では、 I_{F1}^* が I_{UF1} 、 I_{WF1} より小さい時には第4信号

05

で位相反転され、補償電流指令 $i_{UHR}^* \sim i_{WHR}^*$ が得られ、これが第3図の電流発生器350に加えられる。電流発生器は指示された補償電流 $i_{UH} \sim i_{WH}$ を発生し、第1図の点352U~352Wに流し込む。

このような構成において、周波数 f_1 の高調波電流及びそれ以外の周波数の高調波電流がどのように補償されるかを示す。

まず、第1図のサイクロコンバータの発生する高調波電流のうちで周波数 f_1 である成分は、その発生量が第2図の電流分担指令 I_{F1}^* 以下であるときは、演算器308の出力 $G_U \sim G_W$ が零となり従つて第5信号 $i_{U1}^* \sim i_{W1}^*$ も零となるから、第1図の電流発生器350はこの成分の補償電流を発生しない。従つてサイクロコンバータが発生する周波数 f_1 の高調波電流成分は全て第1図の受動フィルタ20に流れ込み(又は受動フィルタ20がこの成分の高調波電流を補償している、とも言う)、交流電源系統1の方へは流れ出さない。

次にサイクロコンバータの運転状態が変わり周波数 f_1 の高調波成分の発生量が第2図の電流分担

07

G_U 、 G_V 、 G_W が零になり、一方、 I_{F1}^* を略して I_{UF1} 、 I_{VF1} 、 I_{WF1} (即ち、受動フィルタ20の高調波電流)が増加しようとするとき第4信号 G_U 、 G_V 、 G_W が増加するようになっている。また、前記第1信号 $i_{UL1} \sim i_{WL1}$ は掛算器312U~312Wの一方に加えられ、前記信号 G_U 、 G_V 、 G_W が他方の入力に加えられ、それらが掛けられ第5信号 $i_{U1}^* \sim i_{W1}^*$ になる。この第5信号 $i_{U1}^* \sim i_{W1}^*$ は第1図の能動フィルタ30が補償すべき、周波数 f_1 の補償電流の指令値である。

次に前記第1電流信号 $i_{UL} \sim i_{WL}$ は第6図の特性を持つ第3フィルタ314(第2図)に加えられ、第6信号 $i_{UT}^* \sim i_{WT}^*$ が得られる。第6信号はサイクロコンバータが発生する高調波電流の中から、周波数 f_1 成分を取除き、また周波数 f_L 以下、及び周波数 f_H 以上を切捨てた形の高調波電流に相当する信号である。即ち、この第6信号 $i_{UT}^* \sim i_{WT}^*$ は第1図の能動フィルタ30が補償すべき、周波数 f_1 以外の補償電流の指令値である。

第5信号 $i_{U1}^* \sim i_{W1}^*$ と第6信号 $i_{UT}^* \sim i_{WT}^*$ は加算器316U~316Wで合成され、さらに反転器318

09

指令 I_{F1}^* より多くなり、それが第1図の受動フィルタ20に流れ込もうとすると、第3図の演算器308の出力 $G_U \sim G_W$ が増加して行き、それにつれて周波数 f_1 の補償電流指令である第5信号 $i_{U1}^* \sim i_{W1}^*$ が大きくなり、この信号に基づいて第2図の能動フィルタ30が周波数 f_1 の補償電流を発生するようになる。即ち、第1図において、受動フィルタ20の高調波電流定格以上に、サイクロコンバータ10の発生する周波数 f_1 の高調波成分が増加したときには、その超過した分を能動フィルタ30が分担することになり、従つて受動フィルタ20は過負荷となることなく、また交流電源系統1の方へは周波数 f_1 の高調波成分は流れ出さない。

次に周波数 f_1 以外の高調波成分の補償については、サイクロコンバータの発生するその成分の高調波が第2図の第3フィルタで検出され(第6信号 $i_{UT}^* \sim i_{WT}^*$)、この第6信号がそのまま電流発生器350への電流指令(但し、信号は反転器318を通過する)となり、それに応じた補償電流が第1図の電流発生器350から発生され点352U~352W

11

に加えられる、その結果サイクロコンバータの発生する高調波成分とこの補償電流が打消し合うから、この高調波成分の交流電源系統1への流出を防止できる。

以上が本発明になる高調波電流補償装置の作用であるが、サイクロコンバータ等の発生する複雑に変化する高調波電流が、協調的に作用する能動フィルタと受動フィルタの働きにより効率よく補償されるのが理解できよう。

[発明の効果]

以上の説明から明らかなように、第1図のように受動フィルタと能動フィルタを巧みに組合わせた本発明の高調波電流補償装置では次の効果が得られる。即ち、

(1) サイクロコンバータ等の発生する高調波電流の中で、周波数が一定であるがその発生量が大きい成分に関してはそのほとんどを製作コストの安い受動フィルタ(LC構成)で補償し、受動フィルタで補償しきれない成分だけを能動フィルタで補償するようにしており、従つて製作コストが

高くなりがちな能動フィルタの必要装置容量を最少化できるから、全体としての高調波電流補償装置の製作コストを低減できる。

(2) 受動フィルタはそこに流れる補償高調波電流が能動フィルタの作用でその電流値が平均化されるよう運転されるから、従つて基本波電流による損失を最少化するような設計が容易に実施でき高調波電流補償装置としてのランニングコストが低減が図れる。加えて、受動フィルタは過負荷となることがないからそれに対する保護装置等が不要になり回路の簡略化が図れるから信頼性を高めることができる。

(3) サイクロコンバータ等の発生する高調波電流のうちそのほとんどでは受動フィルタが補償するようになつており、このため能動フィルタの装置容量は小さいもので済む。このことから能動フィルタの主回路部(三相インバータ等)に対する制約が取除かれ、能動フィルタとして最適な主回路方式を採用できる。このことは能動フィルタの補償性能の向上(即ち、補償できる高調波の周波

09

数限界の向上及び回路損失の低下、等々)につながり、低製作コスト、低ランニングコストの高調波電流補償装置が実現できる。

(4) 本発明の高調波電流補償装置は能動フィルタが組込まれており、従つて従来の受動フィルタのみによる装置と異なり、サイクロコンバータなどのようにその発生高調波の周波数が熱えず変動する負荷の高調波電流の補償にも十分な効果を発揮する。

以上述べたように本発明に基づく高調波電流補償装置は低製作コスト、低ランニングコストの装置となり、加えて複雑に変化する高調波電流に対して効率よく高調波電流補償機能を発揮することが明らかであり、従つて本発明に基づく高調波電流補償装置を交流電源系統に配置すれば高調波電流の少ない、電圧歪の少ない電力供給システムを実現できる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例に係わる高調波電流補償装置を示すブロック図、第2図は第1図中の

09

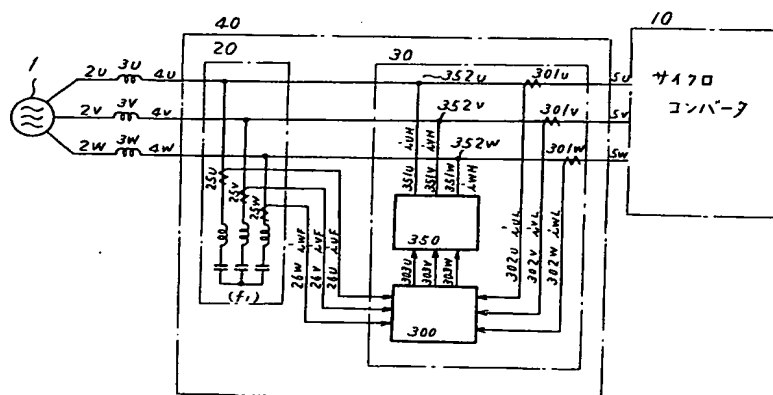
電流指令器300の具体例を示すブロック図、第3図は第1図中の電流発生器350の具体例を示すブロック図、第4図は第3図中の主回路部353の具体例を示す図、第5図は第2図中の第1フィルタ304、第2フィルタ310の具体例を示す図、第6図は第2図中の第3フィルタ314の特性の具体例を示す図、第7図は従来から用いられている高調波電流補償装置を示すブロック図である。

- | | |
|------------------------------|--------------|
| 1…交流電源系統 | 3…系統インピーダンス |
| 20…受動フィルタ | 10…サイクロコンバータ |
| 30…能動フィルタ | 40…高調波電流補償装置 |
| 25…第2電流検出器 | 300…電流指令器 |
| 301…第1電流検出器 | 350…電流発生器 |
| 304, 310, 314…第1, 第2, 第3フィルタ | |
| 306…実効値回路 | 307…電流分担設定器 |
| 308…演算器 | 312…掛算器 |
| 316…加算器 | 318…反転器 |
| 351…比較器 | 353…主回路部 |
| 355…第3電流検出器 | 362…直流電源 |
| 363…三相インバータ | |

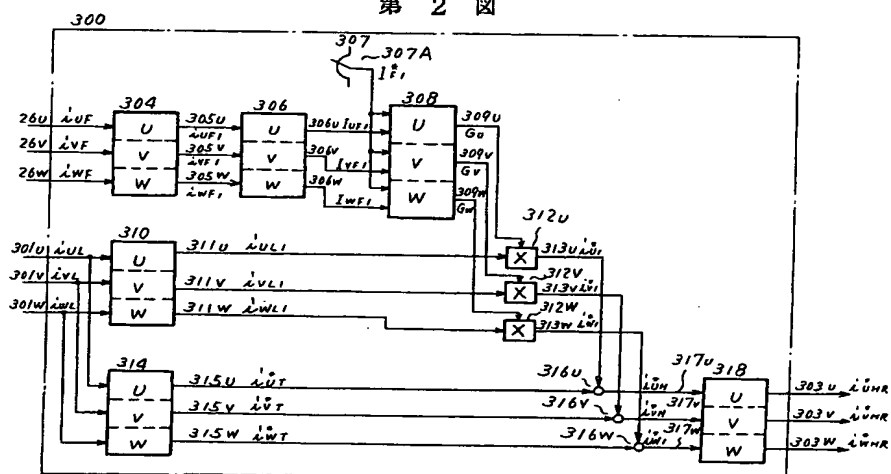
09

09

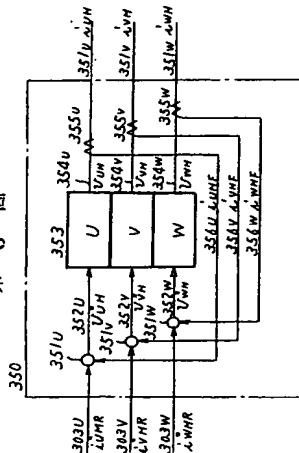
第 1 図



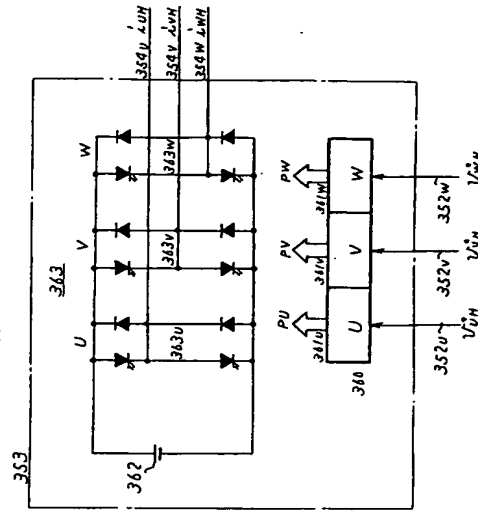
第 2 図



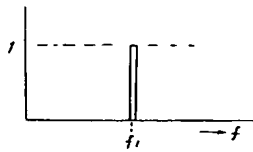
第 3 圖



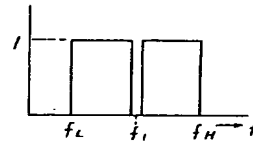
第 4 圖



第 5 圖



第 6 圖



第 7 圖

